

使用後返却願います

1ページ

031356 U.S. PTO
10/765881

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-81413

(P2000-81413A)

(43) 公開日 平成12年3月21日 (2000.3.21)

(51) Int.Cl.

G 0 1 N 27/41

識別記号

F I

G 0 1 N 27/46

テマコード (参考)

3 2 5 N

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平10-251285

(22) 出願日 平成10年9月4日 (1998.9.4)

(71) 出願人 000004260

株式会社デンソー

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 鈴木 敏行

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

(72) 発明者 黒川 英一

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

(74) 代理人 100068755

弁理士 恩田 博宣

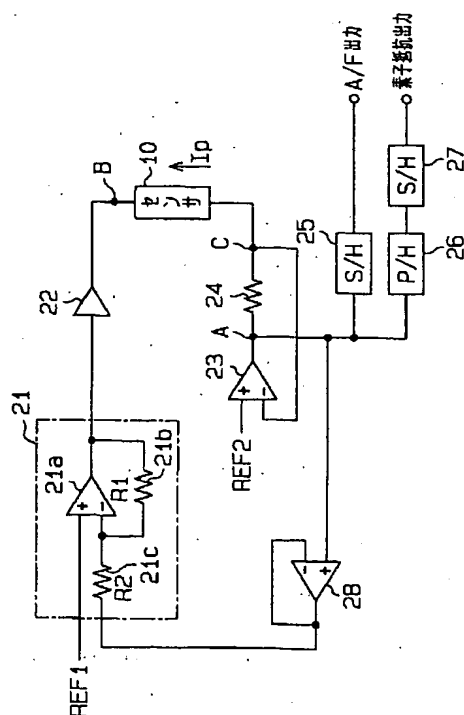
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ガス濃度検出装置

(57) 【要約】

【課題】印加電圧の発振を防止し、ガス濃度を精度良く検出する。

【解決手段】限界電流式のA/Fセンサ10はセンサ素子部への電圧印加に伴い、排ガス中の酸素濃度に応じた素子電流を出力する。印加電圧制御回路21は、オペアンプ21aと抵抗21b、21cとからなり、同制御回路21の出力はドライバ回路22を介してA/Fセンサ10の一方の端子に印加される。A/Fセンサ10の他方の端子には、電流検出用抵抗24を介してオペアンプ23の出力端子が接続される。電流検出用抵抗24により検出される素子電流の検出値はバッファ28を介して印加電圧制御回路21に帰還される。印加電圧制御回路21では、V-I座標上の印加電圧線の傾きが、センサ活性状態での素子の交流インピーダンスを基準として当該インピーダンスにて規定される傾きよりも大きくなるよう利得が設定される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】固体電解質と該固体電解質の相対向する面に設けられた電極とからなるセンサ素子を有し、前記電極間に電圧を印加しこの電圧の印加に伴い被検出ガス中の特定成分の濃度に応じた電流信号を出力するガス濃度センサと、前記電流信号をフィードバックして同電流信号に対応した印加電圧を制御する印加電圧制御回路とを備えるガス濃度検出装置であって、前記印加電圧制御回路による電流信号に応じた印加電圧の変化率から得られる抵抗値を、前記センサ素子の有する交流インピーダンスよりも小さくすることを特徴とするガス濃度検出装置。

【請求項2】前記印加電圧制御回路においてガス濃度センサへの印加電圧を決定するためのV-I座標上の印加電圧線の傾きを、センサ活性状態でのセンサ素子の交流インピーダンスを基準として当該インピーダンスにて規定される傾きよりも大きくする請求項1に記載のガス濃度検出装置。

【請求項3】固体電解質と該固体電解質の相対向する面に設けられた電極とからなるセンサ素子を有し、前記電極間に電圧を印加しこの電圧の印加に伴い被検出ガス中の特定成分の濃度に応じた電流信号を出力するガス濃度センサと、前記電流信号をフィードバックして同電流信号に対応した印加電圧を制御する印加電圧制御回路とを備えるガス濃度検出装置であって、前記印加電圧制御回路による電流信号に応じた印加電圧の変化速度を遅延させることを特徴とするガス濃度検出装置。

【請求項4】請求項3に記載のガス濃度検出装置において、前記印加電圧制御回路の印加電圧により単位時間当たり得られる抵抗値が前記センサ素子の有する交流インピーダンスよりも小であるように、同印加電圧制御回路による印加電圧の変化速度を遅延させるガス濃度検出装置。

【請求項5】請求項3に記載のガス濃度検出装置において、前記印加電圧制御回路による電流信号に応じた印加電圧の変化速度を遅延させる手段として、ローパスフィルタが設けられるガス濃度検出装置。

【請求項6】請求項3に記載のガス濃度検出装置において、前記印加電圧制御回路による電流信号に応じた印加電圧の変化速度を遅延させる手段として、前記印加電圧制御回路を構成するオペアンプのスルーレートを遅くさせるガス濃度検出装置。

【請求項7】固体電解質と該固体電解質の相対向する面に設けられた電極とからなるセンサ素子を有し、前記電極間に電圧を印加しこの電圧の印加に伴い被検出ガス中の特定成分の濃度に応じた電流信号を出力するガス濃度センサと、前記電流信号をフィードバックして同電流信号に対応した印加電圧を制御する印加電圧制御回路とを備えるガス濃度検出装置であって、

前記印加電圧制御回路及びガス濃度センサを含むフィードバック回路の全利得を常に「1」以下にすることを特徴とするガス濃度検出装置。

【請求項8】請求項3～請求項7のいずれかに記載のガス濃度検出装置において、前記ガス濃度センサへの印加電圧を決定するためのV-I座標上の印加電圧線の傾きを、センサ活性状態でのガス濃度センサの直流素子抵抗にて規定される傾きに一致させるガス濃度検出装置。

【請求項9】内燃機関のリーン燃焼を実施するための空燃比制御システムに適用される請求項8に記載のガス濃度検出装置。

【請求項10】前記ガス濃度センサへの印加電圧を決定するためのV-I座標上の印加電圧線の傾きを複数設定し、それら傾きの異なる複数の印加電圧線をセンサ素子の温度に応じて択一的又は連続的に使用する請求項1～請求項9のいずれかに記載のガス濃度検出装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えば車両用エンジンの排出ガス中の酸素濃度など、被検出ガス中の特定成分の濃度を検出するためのガス濃度センサを用いたガス濃度検出装置に適用され、当該ガス濃度センサへの印加電圧を好適に制御するためのガス濃度検出装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】固体電解質を用いて被検出ガス中の特定成分の濃度を検出するガス濃度センサとして、例えば排ガス中の酸素濃度を検出するための限界電流式空燃比センサ(A/Fセンサ)が開示されている。このA/Fセンサは、センサ素子に電圧が印加されるとその電圧印加に伴い排ガス中の酸素濃度(空燃比)に応じた電流信号を出力する。なお、ジルコニア等の固体電解質(センサ素子)を用いた限界電流式センサの場合、例えば印加電圧の周波数1kHz以上の領域で安定する交流特性を有し、素子抵抗検出時にはその交流特性に応じた周波数で電圧が印加される。センサ交流特性を利用して素子抵抗を検出する場合、印加電圧の変化量とそれに伴う電流変化量とから素子の交流インピーダンスが求められる(交流インピーダンス=電圧変化量/電流変化量)。

【0003】ここで、空燃比を正確に検出するためには、印加電圧を適切に制御する必要があり、その手法として例えば本願出願人による特開平10-185861号の「空燃比検出装置」が提案されている。同出願の装置では、A/Fセンサへの印加電圧をマイコンを用いて制御し、特にA/Fセンサへの印加電圧を変化させる際にその変化速度を可変に設定していた。つまり、ストイキ近傍領域など、特定領域において印加電圧の変化率を他の領域よりも小さくし、それにより、空燃比の検出精度を上げるようにしていた。

【0004】ところで、上記のようにマイコンを使って

A/Fセンサへの印加電圧を制御する場合、マイコンにて指令される印加電圧はD/A変換器にてアナログ信号に変換された後A/Fセンサに印加されるが、同センサへの印加電圧が所定周期でデジタル的に変化すると、図16に示されるように、素子の交流特性によって素子電流（センサ電流）にテーリングが発生し空燃比の検出精度が悪化する。このテーリングを抑える目的で印加電圧の変化ステップを小さくしようとすると、D/A変換器の分解能を上げなくてはならず、コスト高になるという問題が生ずる。

【0005】また、この種のA/Fセンサにおいて、例えばその活性状態や劣化状態を知るには、固体電解質の内部抵抗（素子抵抗）を検出することが必要になる。この場合、素子抵抗検出時には空燃比検出を一時的に中断しなくてはならない反面、素子抵抗検出に伴う空燃比検出の不可期間をできる限り短縮したいという要求がある。従ってこの要求に応えるには、高速なD/A、A/D変換器やマイコン等が必要になり、自ずと高コスト化を招く。

【0006】以上のようにマイコンを使用した装置では様々な不都合を生じる。そのため、本願発明者らは上記の不都合を回避すべく、マイコンの代わりにアナログ回路を使って印加電圧を制御することのできる空燃比検出装置を検討している。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、アナログ回路を使って空燃比検出装置を具体化する場合、以下に示す問題が生ずる。

【0008】要するに、上記限界電流式センサは図3に示されるようなV-I特性を有する。図3の特性では、V軸（横軸）に平行な直線部分がセンサ素子に流れる限界電流（素子電流 I_p ）を特定する限界電流検出域に相当し、この素子電流 I_p の増減が空燃比の増減（すなわち、リーン・リッチの程度）に対応する。つまり、空燃比がリーン側になるほど素子電流 I_p は増大し、空燃比がリッチ側になるほど素子電流 I_p は減少する。

【0009】このV-I特性において、V軸に平行な直線部分よりも小さい電圧域は抵抗支配領域となっており、その抵抗支配領域における一次直線部分の傾きは直流素子抵抗 R_i により特定される。因みに、V-I座標上にて規定される直流素子抵抗 R_i と、素子の交流インピーダンス Z_{ac} とは特定の関係を有し、一般には「 $R_i > Z_{ac}$ 」の関係があることが知られている。

【0010】また、図3のV-I座標上には抵抗支配領域における一次直線部分に平行に印加電圧線 L_1 が与えられ、この印加電圧線 L_1 に沿ってその時々空燃比に応じた印加電圧が設定される。従って、仮に空燃比がリーン側に移行すると、A/Fセンサに流れる素子電流 I_p が増えて印加電圧がより大きな値に変更される。つまり、素子電流 I_p が増えたと印加電圧も増えるというよ

うに、印加電圧がポジティブフィードバック（正帰還）される。このため、回路構成上の利得が「1」を超えると印加電圧が発振してしまう。

【0011】より具体的には、外乱等の要因により印加電圧が急変すると、先述の交流特性に従い素子電流が急変し、回路の利得が「1」を超えると最適な印加電圧よりも大きな電圧がA/Fセンサに印加される。この場合、印加電圧は電源電圧で制限されるまで増大し続け、その後、減少に転じる。この状態が繰り返されると印加電圧が発振する。印加電圧が発振すると、空燃比の検出精度に悪影響が及ぶだけでなく、A/Fセンサに過大な印加電圧が長時間加わり、素子破壊を招くおそれが生ずる。

【0012】また他の従来技術として、特許第2509905号公報の「空燃比センサ」には、センサの印加電圧を、その時々ポンプ電流（空燃比）に対応させつつポンプ電流が零の点でステップ状に変化するように制御する旨が開示されている。或いは特公平7-18837号公報の「空燃比検出装置」には、センサの第1、第2の電極間に発生する起電力を計測すると共に、その起電力が所定値になるようにセンサの印加電圧を制御する旨が開示されている。

【0013】ところが、上記各公報の従来技術の場合、センサ交流特性に対する配慮がなく、ノイズ等による急激な電圧変化の際には既述の通り印加電圧が発振するという事態を招く。

【0014】本発明は、上記問題に着目してなされたものであって、その目的とするところは、印加電圧の発振を防止し、ガス濃度を精度良く検出することができるガス濃度検出装置を提供することである。

【0015】

【課題を解決するための手段】ガス濃度センサへの印加電圧を制御するための印加電圧制御回路は、センサに流れる電流の検出値（電流信号）を取り込んでその電流信号に応じて印加電圧を変化させる。この場合、回路全体ではポジティブフィードバックとなるため、全体の利得が「1」を超えるとセンサ交流特性により印加電圧が発振する。

【0016】これは、ガス濃度センサの交流特性が図17のようにハイパスフィルタ（HPF）と同じような特性になるためである。また、同センサは、図13(a)で示すモデルで表すことができるため、周波数が高くなると端子間抵抗は低下する。なお図13(a)において、 R_g は酸素イオンに対する固体電解質の粒子抵抗、 R_i と C_i はそれぞれ固体電解質の粒子の界面における粒子抵抗と粒界容量、 R_f と C_f はそれぞれ電極界面抵抗と電極界面容量である。

【0017】一方、ガス濃度センサにおいては、入力＝印加電圧（V）、出力＝センサ電流（I）となることから、同センサのゲインは、

ゲイン＝出力／入力

＝センサ電流（I）／印加電圧（V）

＝1／R

となる。従って、固体電解質の直流素子抵抗 R_i が同固体電解質の交流インピーダンス Z_{ac} よりも大きいこと（ $R_i > Z_{ac}$ ）を併せ考えれば、交流インピーダンスの方がゲインが大きくなることが分かる。

【0018】またこの場合、図18に示されるように、ガス濃度センサの静特性であるV-I特性の直流素子抵抗 R_i に平行な印加電圧線を引くと（ $R_i = R_G$ とする）、直流的な変化に対しては適切な電圧が印加される。しかしながら、過渡的な変化（交流的な変化）に対しては適切な電圧が印加できないために印加電圧が発振してしまう。つまり、センサ特有の性質により発振を引き起こす。

【0019】そこで、ガス濃度センサの出力を発振させないための安定条件を決める。すなわち図19のモデルにおいて、同センサの伝達特性を、

【0020】

【数1】

$$\text{センサの伝達特性} = \frac{1}{Z_{ac}} \cdot \frac{T_s}{T_s + 1}$$

とし、印加電圧制御回路及びシャント抵抗により決定される印加電圧線の傾きを「 R_G 」とした時、同モデルの伝達関数は、

【0021】

【数2】

$$\Delta I = \frac{(R_G / Z_{ac}) \cdot T_s}{(1 - R_G / Z_{ac}) T_s + 1} I_D$$

となる。ここで、Tはセンサの時定数である。また、特性方程式は、

【0022】

【数3】

$$s + \frac{1}{T(1 - R_G / Z_{ac})} = 0$$

で表され、この特性方程式から、発振しない条件、すなわち安定条件は、

$R_G < Z_{ac}$

となる。

【0023】以上のことから、請求項1に記載の発明では、印加電圧制御回路による電流信号に応じた印加電圧の変化率から得られる抵抗値（ $R_G = V/I$ ）を、前記センサ素子の有する交流インピーダンス（ Z_{ac} ）よりも小さくする。また、上記請求項1を具体化する一態様として、請求項2に記載の発明では、印加電圧制御回路においてガス濃度センサへの印加電圧を決定するためのV-I座標上の印加電圧線の傾きを、センサ活性状態でのセンサ素子の交流インピーダンスを基準として当該インピーダンスにて規定される傾きよりも大きくする。つまり図6に示すV-I座標上において、センサの直流素

子抵抗（図では90Ω）と同じ傾きの印加電圧線L_aやセンサの交流インピーダンスと同じ傾きの印加電圧線L_bよりも傾きの大きな印加電圧線L_cを使い、その印加電圧線L_cにより印加電圧を制御する。

【0024】請求項1、2によれば、例えばノイズ等の外乱により印加電圧が急激に変化しても、その印加電圧が印加電圧制御回路により増幅されて発振に至るといった問題が回避される。従って、印加電圧の発振を防止し、ガス濃度を精度良く検出することができる。また上記構成によれば、高価なマイコンを使わなくても印加電圧の発振が抑制できる。マイコンを使わなくてもよいことから、印加電圧の変化時にテーリングが発生するといった不具合も解消される。

【0025】なお、センサ素子の交流インピーダンスは素子温の上昇に伴い低下するため、素子温が高いほど印加電圧が発振しやすくなる。そこで請求項2においては、センサ素子が温度上昇しうる最高温度でも印加電圧が発振しないように、当該最高温度での交流インピーダンスを基準として印加電圧線の傾きを決定すると良い。

【0026】請求項3に記載の発明では、印加電圧制御回路による電流信号に応じた印加電圧の変化速度を遅延させる。この場合、例えばノイズ等の外乱により印加電圧が急激に変化しても、その印加電圧の変化速度が遅延されることで発振現象が抑えられる。従って、印加電圧の発振を防止し、ガス濃度を精度良く検出することができる。

【0027】前記請求項3の発明を実現するための具体的な構成として、請求項4に記載の発明では、印加電圧制御回路の印加電圧により単位時間当たり得られる抵抗値が前記センサ素子の有する交流インピーダンスよりも小であるように、同印加電圧制御回路による印加電圧の変化速度を遅延させる。

【0028】要するに、印加電圧が図20(a)のように変化すると、電流信号（素子電流）は同図(b)のように変化する。印加電圧の急変時には単位時間当たりの電圧変化が大きい、すなわち周波数成分が高いため、ガス濃度センサの交流特性から交流インピーダンス Z_{ac} は小さくなる。ところが、印加電圧の急変後は周波数成分が低下するために交流インピーダンス Z_{ac} は次第に大きくなる（図17の周波数特性参照）。また、図20(c)のように、ガス濃度センサの端子間抵抗は、単位時間毎に見かけ上変化する。

【0029】この場合、印加電圧の発振を防止するには、印加電圧線により単位時間毎に得られる抵抗値をセンサ素子の有する交流インピーダンスよりも小さくし、印加電圧が立った状態にすればよい。実際には、印加電圧の変化速度を遅延させて印加電圧制御回路による印加電圧の単位時間当たり得られる抵抗値を小さくし、印加電圧線を一時的に立った状態にする。

【0030】例えば印加電圧の変化速度を遅延させるに

は、図21(a)に示す通りフィードバック系に遅延回路を入れる。これにより、シャント抵抗により検出された過渡の素子電流（交流電流分）が制限され、大きな電流変化に対して印加電圧変化は小さいために印加電圧線は立った状態となる（図21(b)）。以上のことから、印加電圧の発振を防止することができる。

【0031】請求項5に記載の発明では、印加電圧制御回路による電流信号に応じた印加電圧の変化速度を遅延させる手段として、ローパスフィルタ（LPF）が設けられる。この場合、ノイズ等、瞬時の電圧変化がLPFにてなまされ、印加電圧が発振する、或いはガス濃度の検出精度が低下するといった不具合が解消される。LPFを入れた時のモデルは図22のようになり、前記数式2、数式3と同様に伝達関数及び特性方程式を算出することで、発振しないための安定条件は、

$$RG < (1 + TL / T) \cdot Z_{ac}$$

となる。ここで、 T はセンサの時定数、 TL はLPFの時定数、 RG は印加電圧線の傾きである。

【0032】よって、LPFを入れることにより安定条件が拡がり、発振防止がより確かになる。なお、安定条件の算出には他の安定判別法（ナイキスト等）によって行った方がより狭義の判別が可能となる。LPFを入れることにより、センサ素子のV-I特性の直流素子抵抗 R_i に平行な印加電圧線を設定することが可能となり、ガス濃度の誤検出が防止できる。

【0033】請求項6に記載の発明では、印加電圧制御回路による電流信号に応じた印加電圧の変化速度を遅延させる手段として、前記印加電圧制御回路を構成するオペアンプのスルーレートを遅くさせる。例えば当該オペアンプのスルーレートを、同制御回路の印加電圧の単位時間当たりに得られる抵抗値がセンサ素子の有する交流インピーダンスよりも小となるまで遅くさせる。

【0034】また、請求項7に記載の発明では、印加電圧制御回路及びガス濃度センサを含むフィードバック回路の全利得を常に「1」以下にする。この場合にも、印加電圧の発振を防止してガス濃度を精度良く検出するための好適なガス濃度検出装置が提供できる。

【0035】請求項8に記載の発明では、ガス濃度センサへの印加電圧を決定するためのV-I座標上の印加電圧線の傾きを、センサ活性状態でのガス濃度センサの直流素子抵抗にて規定される傾きに一致させるようにしている。上述の通り印加電圧の変化速度を遅延させ（請求項3）、或いはフィードバック回路の全利得を「1」以下にし（請求項7）、且つ印加電圧線の傾きを直流素子抵抗にて規定される傾きに一致させることで、例えば内燃機関のリーン燃焼を実施するための空燃比制御システムに適用されて広域な空燃比検出範囲が要求される場合（請求項9の場合）にも、当該要求される検出範囲の全域で良好なる空燃比検出が実現できる。

【0036】請求項10に記載の発明では、ガス濃度セ

ンサへの印加電圧を決定するためのV-I座標上の印加電圧線の傾きを複数設定し、それら傾きの異なる複数の印加電圧線をセンサ素子の温度に応じて択一的又は連続的に使用する。センサ素子温が変化すると、正確な限界電流が検出できる電圧領域（図3の限界電流検出域）が変化する。しかしながら、その時々センサ素子温に適した印加電圧線を複数の印加電圧線から選択することで、ガス濃度の誤検出が未然に防止できる。

【0037】

【発明の実施の形態】（第1の実施の形態）以下、この発明を空燃比検出装置に具体化した第1の実施の形態を図面に従って説明する。本実施の形態における空燃比検出装置は、自動車に搭載される電子制御ガソリン噴射エンジンに適用されるものであって、同エンジンの空燃比制御システムにおいては空燃比検出装置による検出結果に基づいてエンジンへの燃料噴射量を所望の空燃比（A/F）に制御する。本実施の形態では、アナログ回路にて空燃比検出装置を構成し、同アナログ回路により限界電流式のA/Fセンサに対する印加電圧を制御すると共に、空燃比情報や素子抵抗情報を取得する。

【0038】図1は、本実施の形態における空燃比検出装置の概要を示す構成図である。図1において、A/Fセンサ10は、固体電解質を有するセンサ素子部10a（図2参照）を備え、エンジンから排出される排ガス中の酸素濃度を検出する。すなわち、A/Fセンサ10は、センサ素子部10aへの電圧印加に伴い、排ガス中の酸素濃度に応じた限界電流（素子電流）を出力する。

【0039】ここで、センサ素子部10aの構成を図2を用いて説明する。センサ素子部10aは大別して、固体電解質11、ガス拡散抵抗層12、大気導入ダクト13及びヒータ14からなり、これら各部材を積層して構成されている。また、各部材の周囲には保護層15が設けられている。

【0040】長方形板状の固体電解質11は部分安定化ジルコニア製のシートであり、その上面（ガス拡散抵抗層12側）には白金等からなる多孔質の計測電極16がスクリーン印刷法等により形成されると共に、下面（大気導入ダクト13側）には同じく白金等からなる多孔質の大気側電極17がスクリーン印刷法等により形成されている。

【0041】ガス拡散抵抗層12は、計測電極16へ排ガスを導入するための多孔質シートからなるガス透過層12aと、排ガスの透過を抑制するための緻密層からなるガス遮蔽層12bとを有する。ガス透過層12a及びガス遮蔽層12bは何れも、アルミナ、スピネル、ジルコニア等のセラミックスをシート成形法等により成形したものであるが、ポロシティの平均孔径及び気孔率の違いによりガス透過率が相違するものとなっている。

【0042】大気導入ダクト13はアルミナ等の高熱伝導性セラミックスからなり、同ダクト13により大気室

18が形成されている。この大気導入ダクト13は大気室18内の大気側電極17に大気を導入する役割をなす。大気導入ダクト13の下面にはヒータ14が取り付けられている。ヒータ14は、バッテリー電源からの通電により発熱する発熱体14aと、それを覆う絶縁シート14bとからなる。但し、図2の構成以外に、発熱体14aを固体電解質11に埋設したり、発熱体14aをガス拡散抵抗層12に埋設したりする構成でもよい。

【0043】なお上記センサ素子部10aにおいて、計測電極16に達する排ガスは、ガス透過層12aの鉛直方向（図の上下方向）からは侵入せず、ガス透過層12aの側方から侵入する。すなわち、ガス透過層12aの表面はガス遮蔽層12bに被われているため、排ガスは図の鉛直方向からは侵入できず、その方向と直交する側面方向から該透過層12aの内部に侵入する。かかる場合、ガス透過層12aのガス拡散量は、同透過層12aの左右方向の寸法（実際には、ガス透過層12aの側面と計測電極16との距離）に依存するが、この寸法が容易に且つ自在に設定できることから、ガス透過層12aの孔径がばらついても均一で安定したセンサ出力が得られるようになる。

【0044】上記構成のA/Fセンサ10において、センサ素子部10aは理論空燃比点よりリーン領域では酸素濃度に応じた限界電流を発生する。この場合、センサ素子部10a（固体電解質11）は酸素濃度を直線的特性にて検出し得るものであるが、センサ素子部10aを活性化するには約600℃以上の高温が必要とされ、且つ同センサ素子部10aの活性温度範囲が狭いため、エンジンの排ガスのみによる加熱では活性状態を維持できない。そのため、本実施の形態では、ヒータ14（発熱体14a）の加熱制御によりセンサ素子部10aを活性温度域で保持する。なお、理論空燃比よりもリッチ側の領域では、未燃ガスである一酸化炭素（CO）等の濃度が空燃比に対してほぼリニアに変化し、センサ素子部10aはCO等の濃度に応じた限界電流を発生する。

【0045】図3にはA/Fセンサ10のV-I特性を示す。図3において、素子電流I_p（限界電流）の増減は空燃比の増減に対応し、空燃比がリーン側になるほど素子電流I_pは増大し、空燃比がリッチ側になるほど素子電流I_pは減少する。また、V軸に平行な直線部分（限界電流検出域）よりも小さい電圧域は抵抗支配領域であり、抵抗支配領域における一次直線部分の傾きはセンサ素子部10a（固体電解質11）の直流素子抵抗R_iにより特定される。抵抗支配領域における直線部分の傾きは素子温の変化に伴い変化し、例えば素子温が低下すると、直流素子抵抗R_iが増大して前記傾きが小さくなる。また、直流素子抵抗R_iに対して交流インピーダンスZ_{ac}は図示の通り規定される（R_i>Z_{ac}）。

【0046】一方、図1において、印加電圧制御回路21は、オペアンプ21aと抵抗21b、21cとからな

り、オペアンプ21aの非反転入力端子には基準電圧REF1が入力される。基準電圧REF1は、通常は空燃比検出用の印加電圧にて調整され、例えば128ms毎に一時的に素子抵抗検出用の印加電圧に切り替えられるようになっている。印加電圧制御回路21の出力は、ドライバ回路22を介してA/Fセンサ10の一方の端子に印加される。

【0047】A/Fセンサ10の他方の端子には、電流検出用抵抗24を介してオペアンプ23の出力端子が接続される。オペアンプ23の非反転入力端子には基準電圧REF2が入力される。なお、単電源で動作させるため基準電圧REF2により仮想GNDを作るようにしている。電流検出用抵抗24はA/Fセンサ10に流れる素子電流を電圧値に変換して検出する。素子電流の電圧変換値は、S/H（サンプルホールド）回路25並びにP/H（ピークホールド）回路26に逐次入力される。

【0048】S/H回路25は、空燃比検出時における素子電流をサンプルし、所定のゲートオン期間内においてサンプル値を逐次更新して出力する。S/H回路25の出力は、空燃比の検出値として例えばエンジン制御用ECU（図示略）に対して出力される。そしてこの空燃比検出値は、空燃比フィードバック制御等に用いられる。

【0049】P/H回路26は、素子抵抗検出期間に対応する所定のゲートオン期間内において素子抵抗検出時の素子電流をピークホールドする。P/H回路26によるピークホールド値はS/H（サンプルホールド）回路27に出力され、S/H回路27は逐次更新したサンプル値を素子抵抗の検出値として例えばエンジン制御用ECUに対して出力する。この素子抵抗検出値は、A/Fセンサ10の活性判定、活性化制御、異常診断（ダイヤグ処理）等に用いられる。なお、ピークホールドされた素子電流の検出値は、ゲートオフ毎にリセットされる。

【0050】前記電流検出用抵抗24により検出された素子電流（電圧変換値）は、バッファ28を介して印加電圧制御回路21に帰還される。図1の装置では、空燃比が変化してA/Fセンサ10に流れる電流値が変化すると、この電流値の変化に伴い印加電圧が変更されることとなる。それにより、常に適切な印加電圧がA/Fセンサ10に印加される。

【0051】なお、素子抵抗検出時には、印加電圧制御回路21の印加電圧（基準電圧REF1）がそれまでの空燃比検出用の電圧から正負両側に一時的に変更される。この場合、A/Fセンサ10の周波数特性に従い、素子抵抗検出時における印加電圧の周波数が1kHz以上に設定される。但し、より安定した特性を得るためには周波数を3kHz以上とすればよく、周波数を高くすることで、素子抵抗の検出期間、すなわち空燃比検出の不可期間を短縮することが可能となる。

【0052】また、A/Fセンサ10の活性化制御にお

いては、センサ素子部10aの温度（素子温）が所定の活性温度（例えば700℃）で維持されるよう、素子温に対して図10の関係にある素子抵抗が目標値に対してフィードバック制御される。素子抵抗（素子温）のフィードバック制御は、例えば前記ヒータ14への通電デューティ比を制御することで実現される。

【0053】ところで、A/Fセンサ10の素子電流（電圧変換値）に応じて印加電圧制御回路21により印加電圧を変化させる際、図1のフィードバック回路全体の利得が「1」を超えると印加電圧が発振する。例えばセンサ活性状態（素子温＝700℃）での直流素子抵抗 R_i が「90Ω」であるとして、図4の如くその時の抵抗支配領域の傾きに平行な印加電圧線 L_a を設定した場合に印加電圧が発振する様子を以下に説明する。なお、図4の印加電圧線 L_a によれば、大気検出時には「0.552V」がA/Fセンサ10に印加され、ストイキ検出時には「0.3V」がA/Fセンサ10に印加される

$$\beta = \frac{\text{出力}}{\text{入力}} = \frac{2.448 - 2.7}{4.568 - 3} = -\frac{0.252}{1.568}$$

となる。この利得 β （0.252/1.568）は、抵抗21b、21cの抵抗値 R_1 、 R_2 の比（ R_1/R_2 ）にて規定される。

【0058】上記の通り利得 $\beta = 0.252/1.568$ の時に、ノイズが発生してA/Fセンサ10の交流特性により印加電圧が変化する場合を考える。なお、直流素子抵抗 R_i が90Ωの場合には、素子の交流インピーダンス Z_{ac} が80Ωであるとする。

【0059】図5に示されるように、例えばノイズにより印加電圧（図1のB点電圧）が「+0.1V」だけ急激に変化すると、素子の交流インピーダンス Z_{ac} と同じ傾きの印加電圧線 L_b により素子電流 I_p が1.25mA（＝0.1V/80Ω）だけ変化する。このとき、A点電圧は0.7V（＝1.25mA×560Ω）だけ変化し、A点電圧の変化に伴い、B点電圧（センサ印加電圧）が0.1125V（＝0.7V×利得 β ）だけ変化する。従って、ノイズ発生前と比較すると、センサ印加電圧が「12.5mV」だけ増加し、これが繰り返されることで印加電圧が発振する。

【0060】他方、印加電圧制御回路21、A/Fセンサ10及び電流検出用抵抗24で構成されるフィードバック回路において、交流特性に基づくA/Fセンサ10の利得は、

【0061】

【数5】

$$\frac{\text{出力}}{\text{入力}} = \frac{I_p \text{ (mA)}}{V \text{ (V)}} = \frac{1}{R \text{ (Ω)}} = \frac{1}{80}$$

で表される。また、電流検出用抵抗24の利得は、

$$\beta = \frac{0.21}{1.568}$$

ようになっている。

【0054】つまり、前記図1の装置において、基準電圧REF2を3V（図のC点の電圧も同じく3V）、電流検出用抵抗24の抵抗値を560Ω、大気検出時の素子電流 I_p を2.8mA、ストイキ検出時の素子電流 I_p を0mAとする。

【0055】この場合、大気検出時における図のA点の電圧は「3V+2.8mA×560Ω＝4.568V」となり、B点の電圧は「3V-0.552V＝2.448V」となる。また、ストイキ検出時における図のA点の電圧は「3V+0mA×560Ω＝3V」となり、B点の電圧は「2.7V＝3V-0.3V」となる。

【0056】従って、印加電圧制御回路21の利得 β は、

【0057】

【数4】

【0062】

【数6】

$$\frac{\text{出力}}{\text{入力}} = \frac{V \text{ (V)}}{I_p \text{ (mA)}} = R \text{ (Ω)} = 560$$

で表される。従って、フィードバック回路の全利得は、 $\beta \times (1/80) \times 560 = 1.125$ となり、利得が「1」を超えることでやはり発振することが分かる。

【0063】以上のように、V-I特性上の抵抗支配領域の傾き（直流素子抵抗 R_i ）と印加電圧線 L_a の傾きとが一致する場合（図4参照）、ノイズの発生に伴い印加電圧が発振するという現象が生ずる。

【0064】因みに、A/Fセンサ10の直流特性に従い印加電圧を変化させる場合、フィードバック回路の全利得は、

$$\beta \times (1/90) \times 560 = 1$$

となり、素子電流 I_p に応じて印加電圧を変化させる際には発振現象が生じないことが分かる。

【0065】これに対して本実施の形態では、図6中の印加電圧線 L_b （交流インピーダンス Z_{ac} と同じ傾き）よりも傾きの大きな印加電圧線 L_c を使い、それにより、ノイズによる発振現象を抑制するようにしている。

【0066】すなわち、印加電圧制御回路21の利得 β を例えば、

【0067】

【数7】

とする。この場合、交流特性に基づくフィードバック回路の全利得は、

$$\beta \times (1/80) \times 560 = 0.938$$

となる。つまり、全利得が「1」未満になることから、ノイズ発生時にも印加電圧が発振しないことが分かる。実際には、印加電圧制御回路21内の抵抗21b, 21cの抵抗値R1, R2を、R1=1kΩ、R2=7.5kΩ程度とすることで、利得βを上記の通り調整する。

【0068】なお、A/Fセンサ10の利得（交流特性の利得）を「1/80」、電流検出用抵抗24の利得を「560」とする本実施の形態の場合、フィードバック回路の全利得を「1」未満とするには、利得βを、

【0069】

【数8】

$$\beta < \frac{0.224}{1.568}$$

とすればよい。上記の条件を満たせば、印加電圧制御回路21による印加電圧の変化率がA/Fセンサ10の交流特性に対応する変化率よりも小さくなり、センサ交流特性に基づく印加電圧の発振現象が抑制される。

【0070】また、所望のセンサ出力特性（V-I特性）を得るべく、A/Fセンサ10は所定の活性温度域で保持されるが、高速運転時や高負荷運転時には、排ガス温度の上昇に伴いセンサ素子温が上昇し、素子抵抗（交流インピーダンスZac）が低下する。この場合、交流インピーダンスZacが低下すると、A/Fセンサ10の利得が大きくなり、発振しやすくなる。そこで本実施の形態では、排ガス温度の上昇など考慮して、交流インピーダンスZacが最も低い条件、すなわち素子温が最も高い条件にて印加電圧線の傾きを決定するようにしている。

【0071】以上詳述した本実施の形態によれば、以下に示す効果が得られる。

（a）印加電圧制御回路21においてV-I座標上の印加電圧線の傾きを、センサ活性状態での素子の交流インピーダンスZacを基準として当該インピーダンスZacにて規定される傾きよりも大きくした。またこの場合、印加電圧制御回路21やA/Fセンサ10を含むフィードバック回路の全利得を「1」以下にするようにした。本構成によれば、例えば電源投入時に或いは外乱等の発生時に印加電圧が急変しても、その印加電圧が印加電圧制御回路21により増幅されて発振に至るという問題が回避される。従って、印加電圧の発振を防止し、空燃比を精度良く検出することができる。印加電圧の発振が防止できることで、A/Fセンサ10に過大な印加電圧が長時間加わり素子破壊を招くといった問題も解消される。

【0072】（b）高価なマイコンを使わなくても印加電圧の発振が抑制できる。マイコンを使わなくてよいことから、印加電圧の変化時にテーリングが発生するとい

った不具合も解消される。また、素子抵抗検出時において、マイコンの処理能力に応じて印加電圧の周波数が制限されることはなく、高い周波数で印加電圧を切り換えることにより空燃比検出の不可期間が短縮できる。空燃比検出の不可期間の短縮により、エンジン各気筒の空燃比バラツキが解消される。この場合、高速なD/A, A/D変換器やマイコン等が必要になることはなく、空燃比検出装置としての高コスト化や大型化の問題が回避できる。

【0073】（c）エンジンの冷間始動時にも早期活性が可能な積層型A/Fセンサ（前記図2参照）を使って空燃比検出装置を具体化した。そのため、センサ素子部10aの暖機が早期に完了し、例えば前記図6の印加電圧線Lcが使用可能になる状態に数秒程度で到達する。この場合、複数の印加電圧線が必要になることはなく、例えば前記図6の印加電圧線LcだけでA/Fセンサ10の印加電圧制御が可能になる。

【0074】次に、本発明における第2, 第3の実施の形態を説明する。但し、以下の各実施の形態の構成において、上述した第1の実施の形態と同等であるものについては図面に同一の記号を付すと共にその説明を簡略化する。そして、以下には第1の実施の形態との相違点を中心に説明する。

【0075】（第2の実施の形態）上記第1の実施の形態では、高速運転時や高負荷運転時にも印加電圧が発振しないよう、交流インピーダンスZacが最も低い条件（素子温が最も高い条件）にて印加電圧線の傾きを決定したが、排ガス温度の低下などに伴いセンサ素子温が低下すると、図10の關係に従い素子抵抗が増大する。この場合、図7に示されるように印加電圧が限界電流検出域（V軸に平行な直線部分）にかからなくなり、空燃比の検出精度が悪化すると考えられる。図7では、素子電流Ipが図のP1で検出されると空燃比が正確に検出できるのに対し、素子電流Ipが図のP2で検出されると空燃比が誤検出される。

【0076】そこで本実施の形態では、図8に示されるように、前記高温状態を基準とする印加電圧線Lcに加え、別の印加電圧線Ldを設定し、各印加電圧線Lc, Ldをその時々素子温情報に応じて択一的に使用する。

【0077】図9は、本実施の形態における空燃比検出装置の概要を示す構成図である。印加電圧制御回路30は例えば、（1）高温状態（素子温=800℃程度）での交流インピーダンスZacによる規定よりも傾きの大きな印加電圧線Lc、（2）素子温低下状態（素子温=600℃程度）での交流インピーダンスZacによる規定よりも傾きの大きな印加電圧線Ld、の何れかを選択し、その選択した印加電圧線を使って印加電圧を制御する。上記（1）、（2）の切り替えは素子温情報に基づく印加電圧切替信号により行われる。

【0078】従って、高速運転時や高負荷運転時には印加電圧線 L_c に合うように印加電圧制御回路30の利得が決定され、 L_c 線に沿って印加電圧が制御されると共に印加電圧の発振が抑制される。また、素子温低下時には印加電圧線 L_d に合うように印加電圧制御回路30の利得が決定され、 L_d 線に沿って印加電圧が制御されると共に印加電圧の発振が抑制される。

【0079】以上第2の実施の形態によれば、上記第1の実施の形態の効果に加え、下記の効果が得られる。つまり、 $V-I$ 座標上の印加電圧線の傾きを複数設定し、それら傾きの異なる複数の印加電圧線をセンサ素子温に応じて択一的に使用することで、センサ素子温が不用意に低下した時にも空燃比を精度良く検出することができる。

【0080】(第3の実施の形態)図11に示されるように、ストイキ近傍での一般的な空燃比制御が実施される場合、空燃比検出範囲は12~18程度であればよいのに対し、空燃比リーン領域でのリーンバーン制御が実施される場合、空燃比検出範囲は30近傍まで拡張される。そのため、既述の通り抵抗支配領域の直線部分の傾きよりも印加電圧線の傾きを大きくすると、印加電圧が限界電流検出域にかからなくなり、空燃比の検出精度が低下する。

【0081】そこで第3の実施の形態では、 $V-I$ 特性上の抵抗支配領域の傾きと印加電圧線の傾きとを一致させて常に印加電圧が限界電流検出域にかかるようにし、且つ空燃比検出装置にLPF(ローパスフィルタ)を組み込んで印加電圧の発振をなくすようにする。

【0082】図12は、本実施の形態における空燃比検出装置の概要を示す構成図である。図12において、電流検出用抵抗24による素子電流の検出値は、バッファ28を通してコンデンサ31aと抵抗31bとを用いた1次のLPF31に入力され、同LPF31で高周波成分が除去された後、バッファ29を介して前記印加電圧制御回路21に帰還される。本実施の形態のLPF31は1次のLPFであるが、例えば2次や3次など、他のLPFでもよい。また、LPF31は印加電圧制御回路21やA/Fセンサ10を含むフィードバック系の中にあればよく、例えば印加電圧制御回路21の出力側に設けても良い。

【0083】ここで、固体電解質を用いた限界電流式のA/Fセンサ10は、図13(a)の等価回路で表すことができる。図13(a)の等価回路において、 R_g は酸素イオンに対する固体電解質の粒子抵抗、 R_i と C_i はそれぞれ固体電解質の粒子の界面における粒子抵抗と粒界容量、 R_f と C_f はそれぞれ電極界面抵抗と電極界面容量である。また、図13(a)は同図(b)のように簡略化できる。これは、A/Fセンサ10に実際に印加する電圧の立ち上がり時定数が数kHz~数10kHz程度であることから、前記図13(a)において電流

の殆どが $R_g-R_i-C_f$ の経路を通ることになるためである。よって、図13(b)の等価回路は、同図(c)のような単純なHPF(ハイパスフィルタ)のモデルで表現できる。

【0084】この場合、A/Fセンサ10の周波数特性は図14(a)のような特性となるのに対し、LPF31の周波数特性は図14(b)のような特性となる。従って、回路全体では図14(c)のような特性となり、利得が「1」以下になる。これにより、印加電圧の発振が防止できる。

【0085】LPF31を使用する場合、センサ応答性が低下するので発振防止との兼ね合いから時定数を決める必要がある。また、A/Fセンサ10の最高温度でも発振しないように、或いはセンサや部品のバラツキを考慮して時定数を決める必要もある。本実施の形態では、LPF31の時定数を10Hz程度とした。

【0086】以上第3の実施の形態では、空燃比検出装置におけるフィードバック回路にLPF31を組み込み、印加電圧制御回路21による印加電圧の変化速度を遅延させるようにした。この場合、ノイズ等、瞬時の電圧変化がLPF31にてなまされ、印加電圧が発振する、或いは空燃比の検出精度が低下するといった不具合が解消される。

【0087】また、 $V-I$ 座標上の印加電圧線の傾きを、センサ活性状態でのA/Fセンサ10の直流素子抵抗 R_i にて規定される傾きに一致させるようにした。これにより、例えばリーン燃焼を実施する空燃比制御システムに適用されて広域な空燃比検出範囲が要求される場合にも、当該要求される検出範囲の全域で良好な空燃比検出が実現できる。

【0088】なお、本発明の実施の形態は、上記以外に次の形態にて具体化できる。印加電圧制御回路とA/Fセンサとを含むフィードバック回路の全利得を「1」以下に規制する、或いは印加電圧制御回路による電流信号に応じた印加電圧の変化速度を遅延させるための構成として、下記の構成を採用する。

【0089】(イ)印加電圧制御回路21の印加電圧により単位時間当たりに得られる抵抗値がセンサ素子部10aの有する交流インピーダンス Z_{ac} よりも小であるように、同印加電圧制御回路21による印加電圧の変化速度を遅延させる。具体的には、図21(a)に示す通りフィードバック系に遅延回路を入れる。これにより、シャント抵抗(電流検出用抵抗24)により検出された過渡の素子電流(交流電流分)が制限され、大きな電流変化に対して印加電圧変化は小さいために印加電圧線は一時的に立った状態となる。

【0090】(ロ)印加電圧制御回路21による印加電圧の変化速度を遅延させる手段として、印加電圧制御回路21を構成するオペアンプ21aのスルーレートを遅くさせる。例えばオペアンプ21aのスルーレートを、

同制御回路21の印加電圧の単位時間当たりには得られる抵抗値が交流インピーダンス Z_{ac} よりも小となるまで遅くさせる。

【0091】(ハ)図12のLPF31に代えて積分回路を設ける。

(ニ)図12のLPF31に代えて図15(a)の回路を設ける。図15(a)ではLPF31の抵抗31aの代わりに定電流回路32を使うことで、同図(b)のように印加電圧が変化し($V1 \rightarrow V2$)、それにより印加電圧の変化速度が遅延される。上記(イ)～(ニ)の何れの場合にも、印加電圧の発振が抑制されて本発明の目的が達せられる。

【0092】上記実施の形態では、素子抵抗検出時ににおいて印加電圧を変化させる際、印加電圧制御回路21の基準電圧REF1を正負両側に交流的に変化させたが、オペアンプ23の基準電圧REF2を正負両側に交流的に変化させる構成としても良い。

【0093】上記第2の実施の形態では、複数の印加電圧線を択一的に使用したが、この構成を変更する。例えばセンサ素子温(素子抵抗)に応じて印加電圧制御回路のゲインを変更し、これにより印加電圧線の傾きを連続的に可変に設定する。具体的には、図1の抵抗21cを可変抵抗とし、この抵抗値をセンサ素子温(素子抵抗)に応じて変更する。

【0094】上記第1～第3の実施の形態において、A/Fセンサが冷間状態から活性状態に至るまでにも印加電圧が制御できるように、低温時用の印加電圧線を設定する。この場合、低温時用の印加電圧線を含む複数の印加電圧線を設定することで、如何なる温度域でも適正な印加電圧制御が可能となる。

【0095】上記各実施の形態では、積層型A/Fセンサを用いて空燃比検出装置を具体化したしたが、同センサをコップ型A/Fセンサに変更してもよい。また本発明は、A/Fセンサを用いた空燃比検出装置以外にも適用できる。つまり、 NO_x 、HC、CO等のガス濃度成分が検出可能なガス濃度センサを用い、同センサによる検出結果からガス濃度を検出するガス濃度検出装置にも適用できる。当該他のガス濃度検出装置においても上記実施の形態と同様の手法を用いることで、やはり印加電圧

の発振を抑制し、ガス濃度を精度良く検出することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】発明の実施の形態における空燃比検出装置の概要を示す構成図。

【図2】A/Fセンサのセンサ素子部の構成を示す断面図。

【図3】A/FセンサのV-I特性を示す図。

【図4】V-I座標上の印加電圧線を示す図。

【図5】V-I座標上の印加電圧線を示す図。

【図6】V-I座標上の印加電圧線を示す図。

【図7】V-I座標上の印加電圧線を示す図。

【図8】V-I座標上の印加電圧線を示す図。

【図9】第2の実施の形態において、空燃比検出装置の概要を示す構成図。

【図10】直流素子抵抗と素子温との関係を示す図。

【図11】V-I座標上の印加電圧線を示す図。

【図12】第3の実施の形態において、空燃比検出装置の概要を示す構成図。

【図13】A/Fセンサの等価電気回路を示す図。

【図14】A/FセンサとLPFの周波数特性を示す図。

【図15】印加電圧の変化速度を遅延させるための回路構成を示す図。

【図16】印加電圧と素子電流の変化の様子を示す図。

【図17】ガス濃度センサの周波数特性を示す図。

【図18】V-I座標上の印加電圧線を示す図。

【図19】フィードバック系の構成を示すモデル図。

【図20】印加電圧、素子電流及び端子間抵抗の変化を示すタイムチャート。

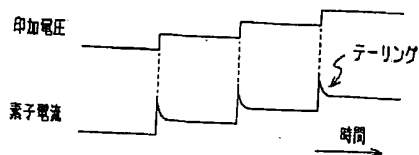
【図21】フィードバック系の構成とV-I特性とを示す図。

【図22】フィードバック系の構成を示すモデル図。

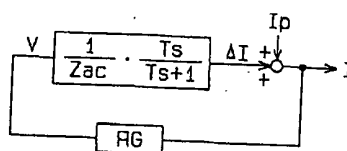
【符号の説明】

10…ガス濃度センサとしてのA/Fセンサ(限界電流式空燃比センサ)、10a…センサ素子部、11…固体電解質、16…計測電極、17…大気側電極、21、30…印加電圧制御回路、21a…オペアンプ、31…LPF(ローパスフィルタ)。

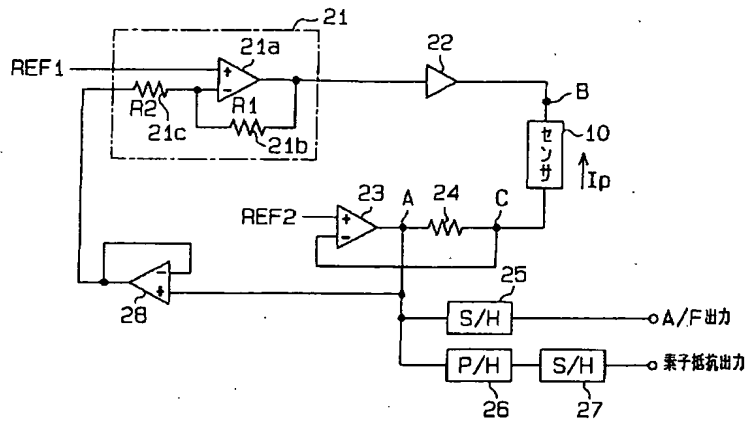
【図16】



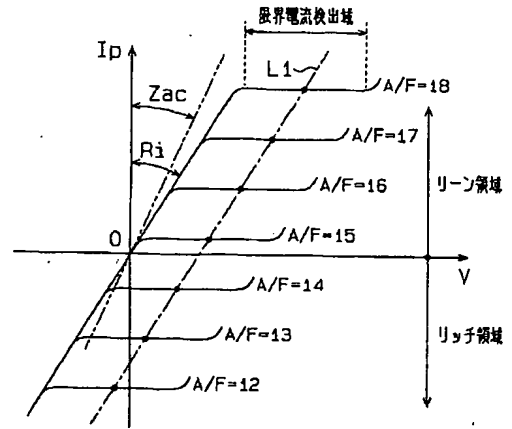
【図19】



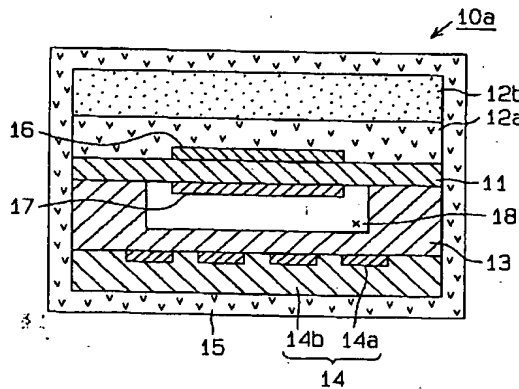
【図1】



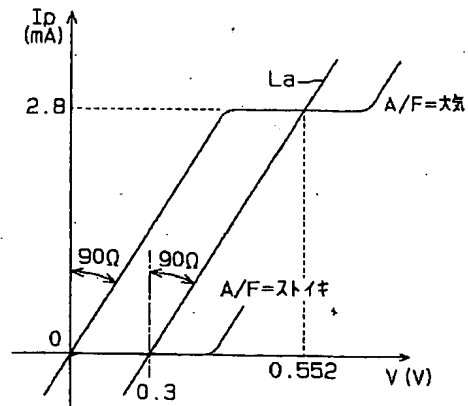
【図3】



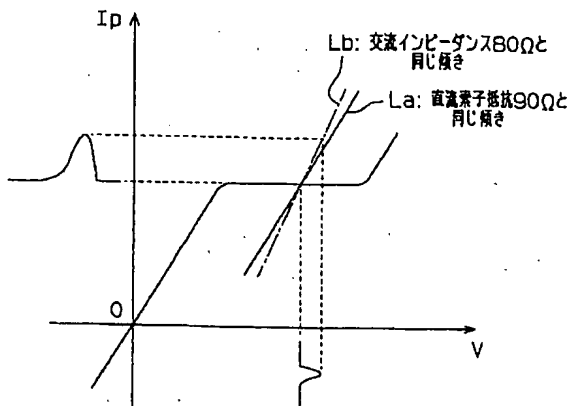
【図2】



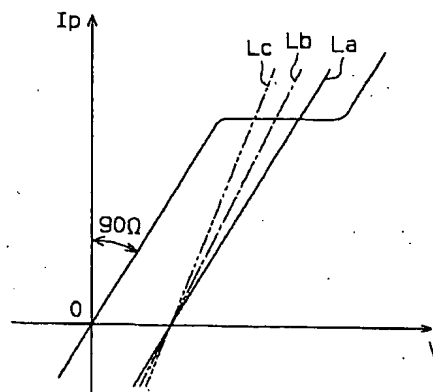
【図4】



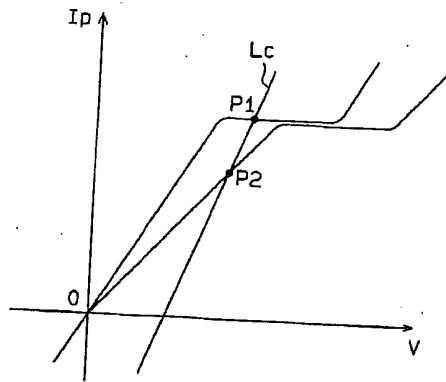
【図5】



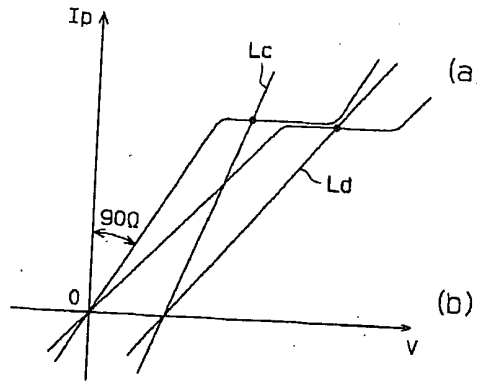
【図6】



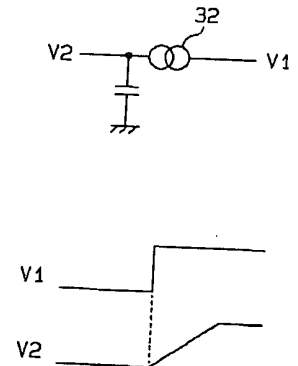
【図7】



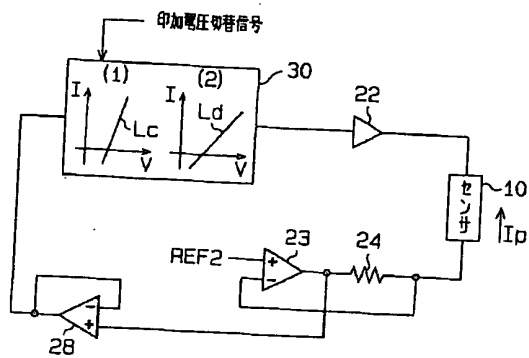
【図8】



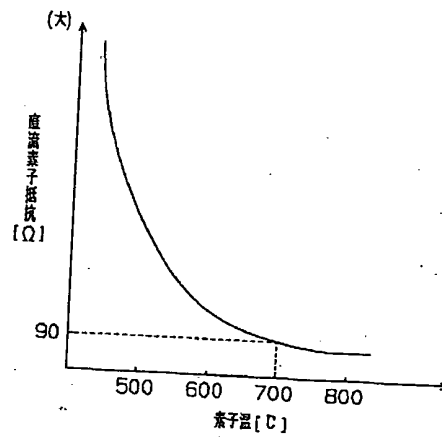
【図15】



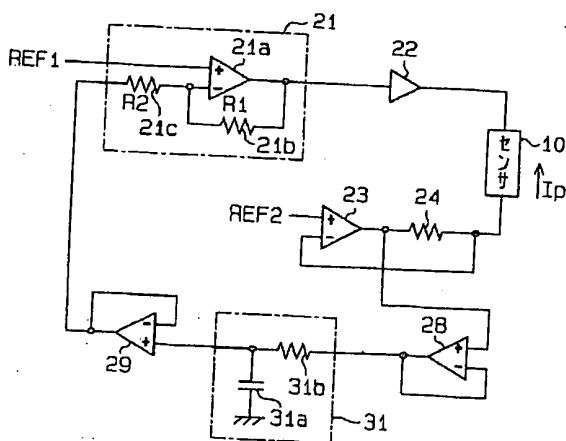
【図9】



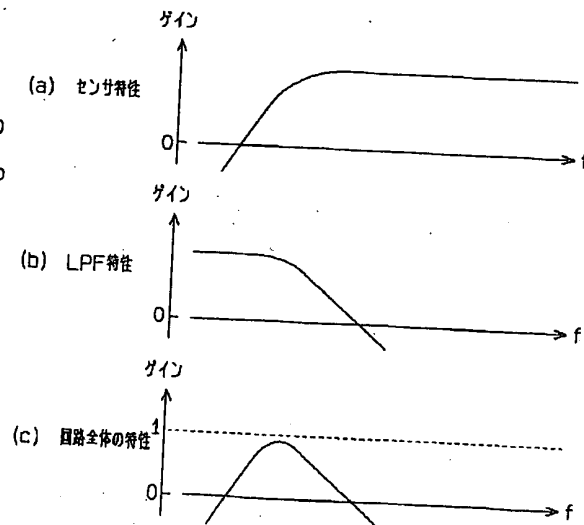
【図10】



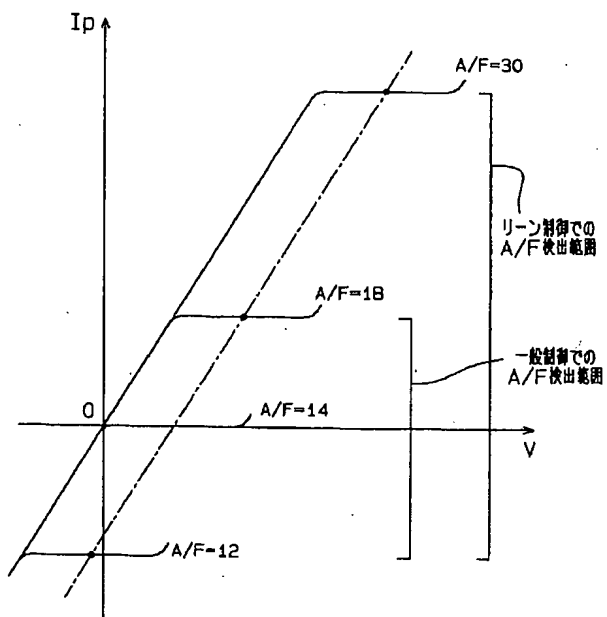
【図12】



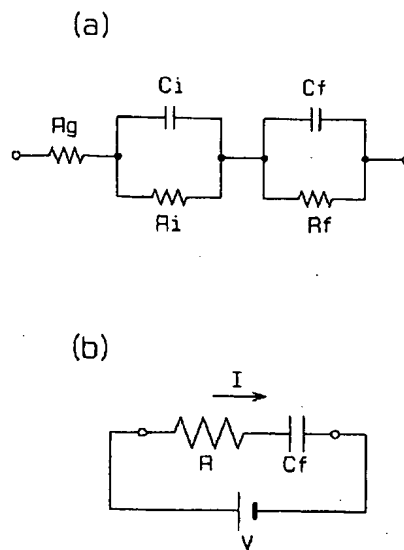
【図14】



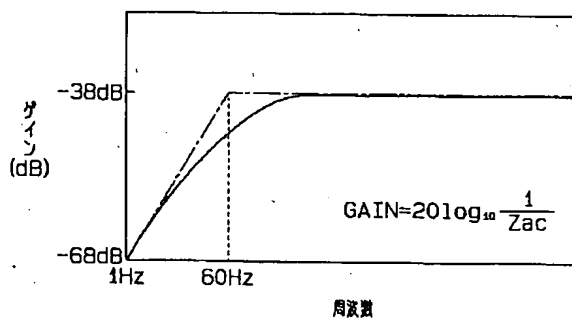
【図11】



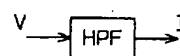
【図13】



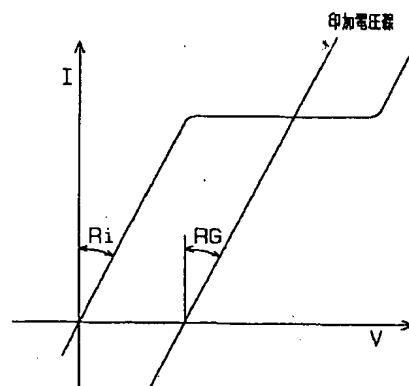
【図17】



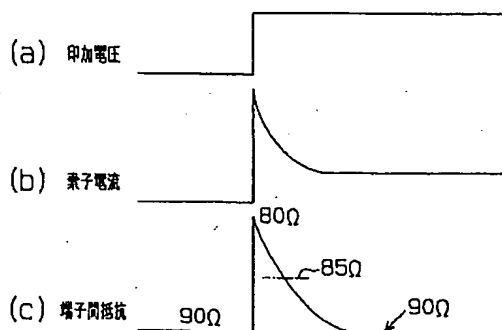
(c)



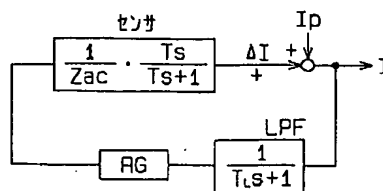
【図18】



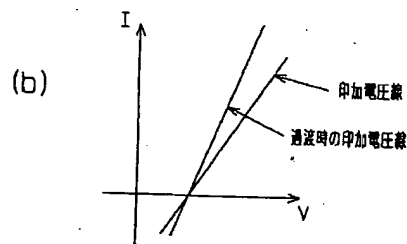
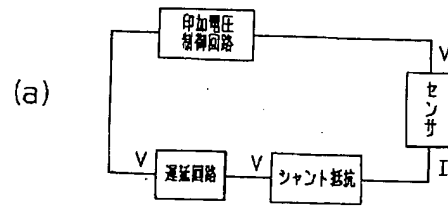
【図20】



【図22】



【図 21】



フロントページの続き

(72)発明者 羽田 聡
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

(72)発明者 川瀬 友生
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内